

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-196982

(43)Date of publication of application : 19.07.2001

(51)Int.Cl. H04B 7/02
H01Q 3/26
H04B 7/06
H04B 7/08
H04J 15/00

(21)Application number : 2000-342836

(71)Applicant : LUCENT TECHNOL INC

(22)Date of filing : 10.11.2000

(72)Inventor : HASSIBI BABAK

(30)Priority

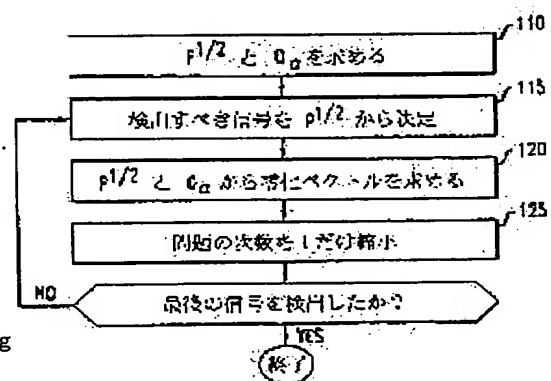
Priority number : 1999 438900 Priority date : 12.11.1999 Priority country : US

(54) TRANSMISSION SIGNAL DETECTION METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a new procedure that decides a null vector and an optimum sequence for signal detection in a wireless communication system employing a multiple antenna array for transmission reception.

SOLUTION: The calculation amount required for the procedure of this invention is scaled only for the 3rd power of number M of transmission antennas. Furthermore, A matrix square arithmetic operation and an inverse arithmetic operation can be completely avoided. In place of them the unitary conversion is frequently in use. The major part of this invention introduces the null vector and the optimum sequence from a couple of matrices of $P1/2$ and $Q\alpha$ without the need for the matrix square arithmetic operation and the inverse matrix arithmetic operation. The matrix product $P1/2 Q\alpha^*$ (a symbol '*' denotes conjugate transposition) is equal to an ordinary inverse matrix including a channel matrix H as sub matrices. The matrices $P1/2$ and $Q\alpha$ can be obtained by propagating a matrix root algorithm.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

- * [Date of extinction of right]

-

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2001-196982

(P2001-196982A)

(43)公開日 平成13年 7月19日 (2001. 7. 19)

(51)Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テ-マコ-ド*(参考)
H 0 4 B 7/02		H 0 4 B 7/02	C
H 0 1 Q 3/26		H 0 1 Q 3/26	Z
H 0 4 B 7/06		H 0 4 B 7/06	
7/08		7/08	
H 0 4 J 15/00		H 0 4 J 15/00	

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 11 頁)

(21)出願番号 特願2000-342836(P2000-342836)

(22)出願日 平成12年11月10日 (2000. 11. 10)

(31)優先権主張番号 0 9 / 4 3 8 9 0 0

(32)優先日 平成11年11月12日 (1999. 11. 12)

(33)優先権主張国 米国 (U S)

(71)出願人 596077259

ルーセント テクノロジーズ インコーポ
レイテッド

Lucent Technologies
Inc.

アメリカ合衆国 07974 ニュージャージ
ー、マレーヒル、マウンテン アベニュー
600-700

(74)代理人 100081053

弁理士 三俣 弘文

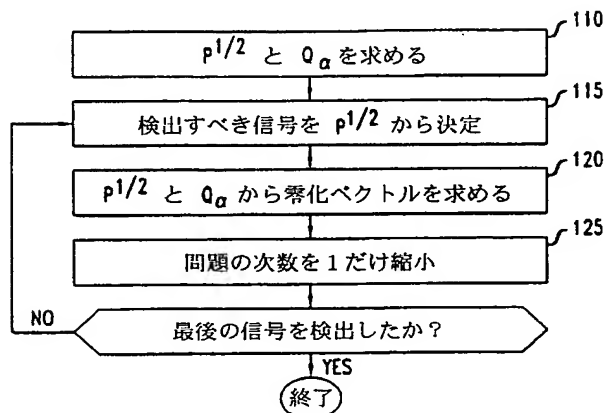
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 送信信号検出方法

(57)【要約】

【課題】 送受信に多重アンテナアレイを用いるワイヤレス通信システムでの信号検出において、零化ベクトルおよび最適順序を決定する新しい手続きを提供する。

【解決手段】 本発明の手続きの計算量は、送信アンテナの数Mの3乗でしかスケールしない。さらに、行列2乗演算および逆演算は完全に回避される。代わりに、ユニタリ変換が多く使用される。本発明の主要部分は、零化ベクトルおよび最適順序を、行列2乗演算や逆行列演算なしで、 $P^{1/2}$ および Q_{α} という行列のペアから導出することである。行列積 $P^{1/2}Q_{\alpha}^*$ (記号「*」は共役転置を表す)は、チャネル行列Hを小行列として含む行列の一般逆行列に等しい。行列 $P^{1/2}$ および Q_{α} は、行列平方根アルゴリズムを伝搬することにより得られる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 それぞれの送信アンテナ素子によって送信された少なくとも 2 つの送信信号を検出する方法において、該方法は、

- a) それぞれの受信アンテナ素子から少なくとも 2 つの受信信号を収集するステップと、
- b) 受信信号のベクトルに零化ベクトルを乗じることにより、送信信号のうちの 1 つの特定送信信号に対応する推定値を生成して、該特定送信信号を検出するステップと、
- c) 検出された信号の効果を受信信号のベクトルから少なくとも部分的に消去するステップと、
- d) 前記少なくとも 2 つの送信信号のそれぞれに対応する推定値が得られるまで好ましい順序でステップ (b) を繰り返すステップとを有し、
- e) 前記好ましい順序および各零化ベクトルは、推定チャネル係数のチャネル行列 H から得られ、
- f) チャネル行列 H に対応する一般逆行列が存在し、
- g) 前記零化ベクトルおよび前記好ましい順序を得ることは、ただ 1 つの前記一般逆行列を実質的に計算することを含み、
- h) 前記一般逆行列は、逆行列演算を実行することなく実質的に計算されることを特徴とする送信信号検出方法。

【請求項 2】 共役転置を $*$ で表して、前記好ましい順序は、関係式 $P^{1/2} (P^{1/2})^* = P$ により誤り共分散行列に関係づけられる行列 $P^{1/2}$ から決定されることを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】 前記一般逆行列 (H_0^{-1} で表す) の実質的計算は、 $P^{1/2}$ と、性質 $P^{1/2} Q_0^* = H_0^{-1}$ を有する別の行列 Q_0 とを計算することを含むことを特徴とする請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】 前記零化ベクトルは、 $P^{1/2}$ および Q_0 から導出されることを特徴とする請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】 前記零化ベクトルおよび前記好ましい順序を得ることは、 $P^{1/2}$ を実質的に三角化することを含み、各零化ベクトルは、スカラー係数とベクトルとの積から得られ、それぞれの前記スカラー係数は、三角化された $P^{1/2}$ の対角要素であり、それぞれの前記ベクトルは、 Q_0^* の行、または、ユニタリ変換のもとでの Q_0^* の像の行であることを特徴とする請求項 4 に記載の方法。

【請求項 6】 行列 $P^{1/2}$ および Q_0 は、行列平方根アルゴリズムを伝搬することによって H から導出されることを特徴とする請求項 3 に記載の方法。

【請求項 7】 H_0^{-1} は、チャネル行列 H を小行列として含む拡大行列の一般逆行列であることを特徴とする請

求項 3 に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、ワイヤレス無線周波数通信システムに関し、特に、多重アンテナアレイを使用したデジタルワイヤレス通信システムにおいて信号を受信する方法に関する。

【0002】

【従来の技術】 情報理論的予測によれば、デジタルワイヤレス通信システムがデータ通信可能な最終的なビットレートを決定するファクタには、送信機における全放射パワー、送信サイトおよび受信サイトにおけるアンテナ素子の数、帯域幅、受信機におけるノイズパワー、および、伝搬環境の特性がある。

【0003】 従来のほとんどのシステムは、単一の送信アンテナ素子および単一の受信素子を使用する。しかし、当業者には認識されているように、送信、受信、またはその両方に、多重アンテナアレイを使用することによって、ビットレートを大幅に改善することができる。このような多重アンテナアレイの使用については、例えば、米国特許出願第 08/673981 号 (発明者: G. J. Foschini) に記載されている。

【0004】 多重アンテナアレイを使用するための知られている 1 つの方式を図 1 に示す。この方式は、いわゆる「豊富な散乱環境」(すなわち、チャネル行列 H の要素 H_{ij} が、適当な近似で、統計的に独立であると仮定される信号伝搬環境) で動作するためのものである。

【0005】 図 1 に示すように、送信信号 s_1, \dots, s_M はそれぞれ、 M 個の異なるアンテナ素子 $10_1, \dots, 10_M$ から送信される。対応する受信信号

x_1, \dots, x_N はそれぞれ、 N 個の異なるアンテナ素子 $15_1, \dots, 15_N$ から収集される。この方式では、送信アンテナ素子の数 M は少なくとも 2 であり、受信素子の数 N は少なくとも M である。送信アンテナ素子 $10_1, \dots, 10_M$ は、一斉に駆動される単一の素子アレイを表すことも可能であり、あるいは、独立に駆動されるアンテナであることも可能である。

【0006】 チャネル行列 H は、 $N \times M$ 行列であり、その i 行 j 列の要素は、 i 番目の受信アンテナ素子と j 番目の送信アンテナ素子の間の、伝搬チャネルを通じての結合を表す。

【0007】 受信信号 x_1, \dots, x_N は、デジタル信号プロセッサ (DSP) 20 で処理され、回復信号 $\hat{s}_1, \dots, \hat{s}_M$ が生成される。実際には、プロセッサ 20 での処理は、伝搬チャネルにより影響を受けた送信アンテナと受信アンテナの間の結合を逆転させることである。この逆転が実行される方法については以下で説明する。ただし、送信信号の完全な再構成は一般に不可能である。したがって、通常は、回復信号と、可能なシンボル値の所定のコンステレーション (信号点配置) 内の 1

つのシンボル値との間の最良一致（しかし、一般には、完全な一致ではない）を探索することによって、それぞれの回復信号を復号する。当業者は、この復号手続きを「スライシング」(slicing)と呼ぶことがある。

【0008】図2の流れ図は、例示的な、知られている信号検出手続きをまとめたものである。ブロック25で、既知信号のシーケンス（列）を送信することによって、チャネル行列要素の推定値を得る。通常、およそ2M個のトレーニングベクトルのシーケンスを送信する。各トレーニングベクトルは、M個の送信アンテナ素子のそれぞれからの送信に対するそれぞれの信号値からなる。当業者には認識されるように、例えば、適当な次元のFFT（高速フーリエ変換）行列の行は、トレーニングベクトルとして有用である。

【0009】図2の説明を続けると、ブロック30で、一般逆行列と呼ばれる行列を、チャネル行列Hから導出する。ここで、一般逆行列は、Hを小行列として含む拡大行列に対応する。この導出については以下でさらに詳細に説明する。この一般逆行列から、誤り共分散行列と呼ばれる別の行列が導出される。誤り共分散行列は、送信信号のうち最も強い（強く受信された）のはどの信号であるかの指標を提供する。最初に最強の信号が検出されれば、後続の信号を検出する際の誤りの確率は小さくなる。このため、最初に、すべての残りの未検出信号のうち最も強い信号を検出するのが最適である。こうして、最強の信号が検出のために選択される。

【0010】ブロック35で、零化ベクトルと呼ばれるベクトルを、一般逆行列から導出する。零化ベクトルは、一般逆行列の行のうち、検出のために選択された信号に対応する行から導出される。

【0011】ブロック40で、受信信号ベクトル $\rightarrow x = (x_1, \dots, x_M)$ の左から零化ベクトルを乗じる。（ $\rightarrow x$ は列ベクトルであることに注意すべきである。）その結果は、回復信号であり、対応する送信信号の最小平均二乗推定値を表す。当業者には認識されるように、この手続きは、MMSE（最小平均二乗誤差）信号検出の原理を適用したものである。

【0012】ブロック40の手続きを零化という。この理由は、受信機に加法性ノイズがないとした場合、 $\rightarrow x$ の左から零化ベクトルを乗じることにより、理論的に、所望の信号の正確な複製が得られ、そのため、他のM-1個の信号の効果が消去（零化）されるからである。

【0013】ブロック45で、スライシング手続きを実行して、回復シンボルを、シンボルコンステレーションの要素と同定する。

【0014】ブロック50で、検出信号の効果を、検出問題から消去する。このステップの結果、回復すべき送信信号が1個少ない縮小次数問題が得られる。その後、すべての送信信号が回復され復号されるまで、ブロック30～50の手続きを反復する。各反復において、検出

すべき最適の信号は、ブロック30で決定されるように、残りの信号のうち最も強い信号である。この点に関して注意すべき点であるが、ブロック30および35の手続きの計算量（計算の複雑さ）は M^3 としてスケールする。この反復ループにより、これらの手続きはM回反復され、全計算量は M^4 としてスケールする。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】従来実行されている図2のプロセスは、有用ではあるが、いくつかの制限を受ける。このような制限の1つは、ブロック30および35の手続きの（すなわち、零化ベクトルおよび最適順序を決定する）計算量が、送信アンテナの数Mの4乗としてスケールすることである。大規模な送信アレイの場合、例えば、Mが10以上の場合、これらの手続きは計算時間を支配し、リアルタイム処理には大きすぎる計算時間になることもある。

【0016】従来実行されている図2のプロセスは、多くの行列2乗演算（例えば、行列とその共役転置との積）および逆演算を含む。これらの演算は、その計算に関係する量のダイナミックレンジを増大させることになる。その結果、これらの計算は、打ち切り誤差を生じやすく、数値的に不安定なことがある。打ち切り誤差を最小にするためには、これらの計算を、固定小数点算術ではなく浮動小数点算術で実行することが好ましい。他方、固定小数点算術は、実用的アプリケーションでは有利である。これは、高速で比較的安価なデジタル信号プロセッサに適しているからである。このように、図2のプロセスを実行するための従来の方法のもう1つの制限は、固定小数点算術を用いたプロセッサでの実行に適していないことである。

【0017】

【課題を解決するための手段】本発明は、零化ベクトルおよび最適順序を決定する新しい手続きを提供する。本発明の新しい手続きの計算量は、送信アンテナの数Mの3乗でしかスケールしない。さらに、この新しい手続きでは、行列2乗演算および逆演算は完全に回避される。代わりに、ユニタリ変換が多く使用される。当業者には認識されるように、ユニタリ変換は、数値解析で使用される最も数値的に安定な演算の1つである。2乗および逆演算からユニタリ変換へのこの移行の結果、固定小数点算術において、少なくともいくつかの場合には、計算値のダイナミックレンジは、実際の実行のために十分に小さくなる。

【0018】本発明の主要部分は、零化ベクトルおよび最適順序を、行列2乗演算や逆行列演算なしで、 $P^{1/2}$ および Q 。という行列のペアから導出することができる。行列積 $P^{1/2} Q^*$ （記号「*」は共役転置を表す）は、チャネル行列Hを小行列として含む行列の一般逆行列に等しい。このように、 $P^{1/2}$ および Q 。の導出は、一般逆行列の暗黙の計算を構成する。

【0019】行列 $P^{1/2}$ および Q_α は、行列平方根アルゴリズムを伝搬(propagate)することにより得られる。このアルゴリズムの入力は、チャネル行列 H の行と、平均信号対ノイズ比 α の逆数のみである（一般性を失うことなく、ノイズは単位パワーを有すると仮定する）。実際には、信号対ノイズ比は、例えば、送信中の受信パワーを送信のない期間中の受信パワーと比較することによって測定することができる。発明者が実際に見出したところでは、本発明の信号検出手続きは、 α の値が15～25 dBの範囲内にある限り、 α の値にはあまり敏感ではない。

【0020】なお、この平方根アルゴリズムを実行するためには、入力の値に従って以下で説明するように選択される適当なユニタリ行列を導入する必要がある。 $P^{1/2}$ および Q_α を、別の適当に選択されたユニタリ行列で変換することにより、検出が「最適」である次の信号に対する零化ベクトルを計算するための簡単な公式に挿入すべき値が得られる。各零化ベクトルが得られた後、新たに検出される信号の効果を残りの検出問題から消去し、 $P^{1/2}$ および Q_α の次元を小さくし、新たな変換を適用する。この手続きは、すべての零化ベクトルが得られるまで反復される。

【0021】重要な点であるが、 $P^{1/2}$ および Q_α を導出するのは一度だけであるため、一般逆行列の実質的な計算は1回だけである。このアプローチでは逆行列演算がないため、数値的安定性が改善される。一般逆行列を1回しか計算しないため、計算量は、従来技術の方法に比べて1桁小さくなる。

【0022】

【発明の実施の形態】まず、図3で、前述のように公知の手続きである図2の検出手続きをさらに詳細に説明する。ブロック55に示すように、問題は、最初は、 M 次の問題である。 M 個の送信信号のベクトル $\rightarrow s$ を、 N 個の受信信号のベクトル

【数1】

$$\bar{x} = H\bar{s} + \bar{v}$$

から回復しなければならないからである。記号 $\rightarrow v$ は、加法的受信機ノイズを表す。

【0023】ブロック60で、一般逆行列

【数2】

$$H_\alpha^\dagger = \begin{bmatrix} H \\ \sqrt{\alpha} I_M \end{bmatrix}^\dagger$$

を求める。この式および以下の式において、記号「 \dagger 」は行列の一般逆行列をとることを表す。記号 I_M は $M \times M$ 単位行列を表す。重要な点であるが、ブロック60のステップは、逆行列演算を含む。ブロック65で、誤り

共分散行列 $P = H_\alpha^\dagger (H_\alpha^\dagger)^*$ を求める。この式および以下の式において、記号「 $*$ 」は共役転置を表す。重要な点であるが、ブロック65のステップは、行列平方演算を含む。ブロック70で、 P の最小対角要素を求める。この要素は、最も強い信号を表し、従って、検出すべき次の信号として最適である。

【0024】ブロック75で、送信信号のインデックス1, ..., M を置換して番号を振り直すことにより、最強の信号（ P の最小対角要素により示される）が M 番目の信号であるようにする。これに従い H の列および H_α^\dagger の行も置換する。

【0025】ブロック80で、一般逆行列（をブロック75で置換したもの）の第 M 行の最初の N 個の要素からなるベクトル $H_{\alpha, M}^\dagger$ を零化ベクトルとしてとる。ブロック85で、零化ベクトルを受信信号のベクトルにけることにより、 M 番目の信号のMMS E推定値を得る。

【数3】

$$\hat{s}_M = H_{\alpha, M}^\dagger \bar{x}$$

20 ブロック90で、上記のスライシング手続きで、 \hat{s}_M を復号する。

【0026】ブロック95～105で、 M 番目の送信信号 s_M の効果を M 次問題から消去して、次数 $M-1$ の縮小次数問題を得る。具体的には、ブロック95で、 H の第 M 列を削除することにより縮小チャネル行列

【数4】

$$H^{(M-1)} = [\bar{h}_1 \quad \dots \quad \bar{h}_{M-1}]$$

30 を得る。ただし、 $H^{(M-1)}$ は縮小チャネル行列であり、 $\rightarrow h_1, \dots, \rightarrow h_{M-1}$ は、 H の最初の $M-1$ 個の列である。ブロック100で、もとの送信信号ベクトル $\rightarrow s$ （を置換したもの）から M 番目の信号を削除することにより、縮小信号ベクトル $\rightarrow s^{(M-1)}$ を定義する。すなわち、

【数5】

$$\bar{s}^{(M-1)} = [s_1 \quad \dots \quad s_{M-1}]$$

である。ブロック105で、縮小次数問題を

40 【数6】

$$\bar{x} - \bar{h}_M s_M = H^{(M-1)} \bar{s}^{(M-1)} + \bar{v}$$

により定義する。ただし、

【数7】

$$\bar{x} - \bar{h}_M s_M$$

は縮小受信信号ベクトル、すなわち、もとの受信信号ベクトルから s_M の効果を消去した結果であり、 $\rightarrow v$ は、未知の加法的受信機ノイズを表す項である。

【0027】ブロック60～105は、次数M-1の縮小次数問題に対して実行され、同様に、最後の信号が検出され復号されるまで、それぞれの後続の縮小次数問題に対しても反復される。各反復は、前の反復と同様に実行される。簡単のため、反復ループの表示は図3では省略してある。

【0028】次に、本発明の新規な信号検出手続きについて説明する。この新規な手続きの概略を図4にまとめる。図のブロック110に示すように、行列 $P^{1/2}$ および Q_0 を得る。ブロック115で、検出すべき次の信号を行列 $P^{1/2}$ から決定する。ブロック120で、行列 $P^{1/2}$ および Q_0 を用いて、現在の零化ベクトルを得る。これは、以下で説明する信号検出に使用される。ブロック125で、 $P^{1/2}$ をその小行列で置き換え、 Q_0 をその小行列で置き換えることにより、問題の次数を1だけ小さくする。ブロック115～125で表されるステップは、最後の信号が検出されるまで反復される。

【0029】図5に、チャネル行列Hと行列 $P^{1/2}$ および Q_0 との間の関係を示す。当業者には認識されるように、周知のQR分解定理によれば、 $(N+M) \times M$ 行列

$$\begin{bmatrix} H \\ \sqrt{\alpha} I_M \end{bmatrix}$$

は、 $(N+M) \times M$ ユニタリ行列Qと、 $M \times M$ 可逆行列Rの積として因子分解される。すなわち、

【数9】

$$\begin{bmatrix} H \\ \sqrt{\alpha} I_M \end{bmatrix} = QR$$

である。行列 Q_0 は、Qの最初のN行からなる $N \times M$ 小行列である。すなわち、

【数10】

$$Q_0 = \begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \end{bmatrix}$$

であり、記号 Q_2 は、Qの最後のM行を表す。行列 $P^{1/2}$ は、Rの逆行列である。すなわち、 $P^{1/2} = R^{-1}$ である。重要な点であるが、一般逆行列 H_0^\dagger は、行列積 $P^{1/2} Q_0^*$ に等しく、誤り共分散行列Pは、行列積 $P^{1/2} (P^{1/2})^*$ に等しい。注意すべき点であるが、本発明の新規な手続きによれば、行列 $P^{1/2}$ および Q_0 は、QR分解から直接に得られるのではない。これにはRの逆行列が必要となるからである。代わりに、行列 $P^{1/2}$ および Q_0 は、以下で説明する反復手続きを用いて得られる。これは、ユニタリ変換を用いることにより、計算量の低減と、数値的安定性の改善を達成する。

【0030】行列 $P^{1/2}$ および Q_0 を得るための反復手続きを図6に示す。この手続きは、「平方根アルゴリズム」と呼ばれる種類のものである。

【0031】平方根アルゴリズムでは、 $X_i \Theta_i = Y_i$ の形の行列乗算を、iでインデックスづけされる反復の集合の各反復において実行する。各 Θ_i は、後配列(post-array) Y_i の規定の要素に0を入れるユニタリ変換である。各反復後、後配列 Y_i からとったある値を、次の反復の前配列(pre-array) X_{i+1} の要素としてフィードバックする。これらの行列乗算の反復を、アルゴリズムを「伝搬する」(propagating)という。平方根アルゴリズムについては、例えば、T. Kailath, A. H. Sayed, and B. Hassibi, Linear Estimation, Prentice-Hall, December 1999, の第12章に記載されている。平方根アルゴリズムの問題に関する初期の文献は、P. Dyer and S. McReynolds, "Extensions of square-root filtering to include process noise", Journal of Optimization Theory and Applications, 3:444-459 (1969)、である。

【0032】図6に示した手続きについて説明すると、各反復i (i = 1, ..., N)において、行列 $P_{i-1}^{1/2}$ および Q_i を更新する。N番目の反復後、図のブロック145に示すように、 $P^{1/2}$ は $P_{iN}^{1/2}$ に等しいとおき、 Q_0 は Q_N に等しいとおく。

【0033】図のブロック130に示すように、 $P_{i-1}^{1/2}$ は、

【数11】

$$P_{i0}^{1/2} = \frac{1}{\sqrt{\alpha}} I$$

とおくことにより初期化される。ただし、Iは $M \times M$ 単位行列である。また、 Q_0 は、 $Q_0 = 0_{N \times M}$ とおくことにより初期化される。ただし、 $0_{N \times M}$ は、その要素がすべて0である $N \times M$ 行列である。

【0034】ブロック140で、 $X_i \Theta_i = Y_i$ の形の行列乗算を実行する。前配列 X_i は、次式で定義される $(N+M+1) \times (M+1)$ 行列である。

【数12】

$$X_i = \begin{bmatrix} 1 & H_i P_{i-1}^{1/2} \\ 0_M & P_{i-1}^{1/2} \\ -e_i & Q_{i-1} \end{bmatrix}$$

ただし、 0_M は、そのM個の要素がすべて0である列ベクトルであり、 e_i は、次元Nのi番目の単位列ベクトルである。ブロック140の各反復iにおいて、 H_i は、チャネル行列Hの対応する第i行である。

【0035】各反復iにおいて、対応する行列 Θ_i は、

前配列 X_i をブロック下三角化するユニタリ変換である。ここで、「ブロック下三角化」(block lower triangularize)とは、 $(N+M+1) \times (M+1)$ 後配列 Y_i の第1行の最後の M 個の要素がすべて0でなければならないことを意味する。このようなユニタリ変換を求める適当な方法として、ハウスホルダー鏡映やギブンス回転のシーケンスを用いるものなどが周知である。これらは、例えば、G. H. Golub and C. F. Van Loan, Matrix Computation, 3rd Ed., Johns Hopkins University Press, Baltimore, MD, 1996、あるいは、T. Kailath, A. H. Sayed, and B. Hassibi, Linear Estimationの前掲文献に記載されている。適当なユニタリ変換の決定は、図中ブロック135に示されている。

【0036】後配列 Y_i のさまざまな小行列は、次式のように表される。

【数13】

$$Y_i = \begin{bmatrix} r_{e,i}^{1/2} & 0^M \\ \bar{K}_{p,i} & P_i^{1/2} \\ A_i & Q_i \end{bmatrix}$$

小行列 $P_i^{1/2}$ および Q_i は既に定義した。上記のように、 0^M は、0からなる M 次元行ベクトルである。記号 $r_{e,i}^{1/2}$ 、バー $K_{p,i}$ 、および A_i は、それぞれ、あるスカラー、ある M 次元列ベクトル、および、ある N 次元列ベクトルを表す。記号 $r_{e,i}^{1/2}$ およびバー $K_{p,i}$ は、カルマンフィルタ理論の当業者には周知であり、それぞれ、イノベーション分散と、カルマン利得に関係する。記号 A_i は、ここで後配列 Y_i の左下隅を表すために使用した任意の記号である。

【0037】このように、ブロック140の各反復の後、小行列 $P_i^{1/2}$ および Q_i の新しい値ならびにチャネル行列 H の次の行が、次の反復のために X_i にフィードバックされる。前述のように、最後(すなわち N 回目)の反復の後の $P_i^{1/2}$ および Q_i が、ブロック145に示すように、 $P^{1/2}$ および Q_α の所望の値を与える。

【0038】前述のように、 $P^{1/2}$ および Q_α のこの計算は、実質的に一般逆行列 H_α^\dagger の計算を構成する。重要な点であるが、この実質的な計算は、本発明の方法では1回しか行われない。

【0039】図7に、行列 $P^{1/2}$ および Q_α をどのように用いて零化ベクトル $H_{\alpha,j}^\dagger$ ($j=1, \dots, M$)を得るかを示す。ブロック150で、行列 $P^{1/2}$ の最小の長さの行を見つける。これは、現在の反復で検出すべき最適信号を見つけることである。ブロック155で、信号インデックスを置換し、番号を付け替えて、選択した最適信号が M 番目の信号になるようにする。これに従い、 H の行も置換する。

【0040】ブロック160で、行列 $P^{1/2}$ をブロック

(6)

10

上三角化するユニタリ変換 Σ を求める。すなわち、 Σ は、行列積 $P^{1/2}\Sigma$ の最後の行(すなわち第 M 行)の最初の $M-1$ 個の要素がすべて0となるようなユニタリ変換である。下三角化変換について前述したように、適当な変換 Σ は、標準的な技術を用いて容易に求められる。

【0041】 $M \times M$ 行列 $P^{1/2}\Sigma$ のさまざまな小行列は、次式のように表される。

【数14】

$$P^{1/2}\Sigma = \begin{bmatrix} P^{(M-1)/2} & P_M^{(M-1)/2} \\ 0^{M-1} & P_M^{1/2} \end{bmatrix}$$

上の式で、 $P^{(M-1)/2}$ は次元 $(M-1) \times (M-1)$ の小行列であり、 $P_M^{(M-1)/2}$ は次元 $M-1$ の列ベクトルであり、 0^{M-1} は次元 $M-1$ の行ベクトルであり、 $p_M^{1/2}$ はスカラーである。以下で説明するように、 $P^{(M-1)/2}$ は、ブロック160の次の反復において $P^{1/2}$ にとって代わる。スカラー $p_M^{1/2}$ は、 M 番目の零化ベクトルを得るために使用される。

【0042】ユニタリ変換 Σ は、ブロック160で得られた後、図中ブロック165に示すように、行列 Q_α を変換するために用いられる。すなわち、 Q_α の値が Q_α に更新される。同じくブロック165に示すように、更新された行列 Q_α の共役転置 Q_α^* が得られ、また、 Q_α^* の第 M 行($\rightarrow q_{\alpha,M}^*$ で表す)が得られる。

【0043】ブロック170に示すように、 M 番目の零化ベクトル $H_{\alpha,M}^\dagger$ は、積

【数15】

$$P_M^{1/2} \bar{q}_{\alpha,M}^*$$

として得られる。ブロック175に示すように、ブロック150~170の手続きを反復して、残りの $M-1$ 個の零化ベクトル $H_{\alpha,j}^\dagger$ ($j=M-1, \dots, 1$)を得る。ブロック150および155の各反復では、信号インデックスは置換され番号を付け替えられて、 $P^{1/2}$ の現在の更新の最小の長さの行($P^{(j)/2}$ で表す)が第 j 行になるようにする。ブロック160の各反復では、 $P^{(j)/2}\Sigma$ の最終行が最後(すなわち j 番目)の要素(これはスカラー $p_j^{1/2}$ である)を除いてすべての要素が0になるようなユニタリ変換 Σ を求める。ブロック165の各反復において、ベクトル $\rightarrow q_{\alpha,j}^*$ は、 Q_α^* の第 j 行として得られる。ブロック170の各反復において、 j 番目の零化ベクトル $H_{\alpha,j}^\dagger$ は、積

【数16】

$$P_j^{1/2} \bar{q}_{\alpha,j}^*$$

として得られる。

【0044】ブロック150~170の各反復のはじめ

に、 $P^{(j)/2}$ の値は、前の反復の行列 $P^{(j)/2}$ の左上隅の小行列に更新される。すなわち、 $P^{(j)/2}$ の新しい値は、前の $P^{(j)/2}$ の最初の $J-1$ 列の最初の $J-1$ 行によって与えられる。こうして、前述のように、 $M-1$ 番目の零化ベクトルを得るために用いられる更新された $P^{(j)/2}$ は $P^{(j-1)/2}$ となる。

【0045】 Q_{α} の値もまた、ブロック150～170の各反復のはじめに更新される。 Q_{α} の更新された値を、 Q_{α}^j ($j=M-1, \dots, 1$)で表す。各 Q_{α}^j は、前の Q_{α}^j を前の反復のブロック165で変換したものの最終列を削除することによって得られる。こうして、例えば、 $M-1$ 番目の零化ベクトルを得るために使用される更新された Q_{α} は Q_{α}^{M-1} で表され、これは、もとの Q_{α} をブロック165で更新したものの最初の $M-1$ 列からなる。

【0046】重要な点であるが、 $P^{(j)/2}$ の反復ブロック上三角化は、 $P^{1/2}$ の上三角化と等価である。その結果、各スカラー係数 $p_j^{1/2}$ は、上三角化された $P^{1/2}$ の対角要素とみなすことができる。さらに、各ブロック上三角化は、ユニタリ変換を施すことによって達成されるため、ベクトル $\rightarrow q_{\alpha,j}^*$ のそれぞれは、 Q_{α}^* の行、または、ユニタリ変換のもとでの Q_{α}^* の像の行のいずれかである。

【0047】上記のように、ブロック170の各反復はそれぞれ、零化ベクトル $H_{\alpha,j}^*$ を生成する。図8は、どのように零化ベクトルを用いてそれぞれの検出信号 s_j を得るかを示す。ブロック180に示すように、各検出信号は、対応する零化ベクトルと、受信信号のベクトル $\rightarrow x$ との積、すなわち、

【数17】

$$\hat{s}_j = H_{\alpha,j}^* \bar{x}$$

から得られる。重要な点であるが、ベクトル $\rightarrow x$ は、次の検出のために使用される前に、最終検出信号の効果を消去するように修正される。これをブロック185に示す。ブロック185では、 J 番目の信号 ($J=M, \dots, 1$) を検出した後、ベクトル $\rightarrow x$ は、

【数18】

$$\bar{x} - \bar{h}_j \hat{s}_j$$

に更新される。上の式で、ベクトル $\rightarrow h_j$ は、 J 番目の信号に対応するチャネル行列 H の列を表す。

【0048】注意すべき点であるが、ユニタリ変換 Θ_1 および Σ は、例えば、G. H. Golub and C. F. Van Loan, Matrix Computationの前掲文献に記載されているようなハウスホルダー鏡映やギブンス回転のシーケンスを用いて容易に実行される。ハードウェアでは、ギブンス回転のシーケンスは、例えばGolub and Van Loanの前掲文献に記載されているCORDIC法のような除算なしの方法を用いて実装することができる。このようなシー

ケンスは、シストリックアレイ型アーキテクチャにより並列化することも可能である。

【0049】さらに注意すべき点であるが、上記の信号検出方法は、チャネル行列への更新を考慮に入れて容易に一般化される。このような場合、信号の最適検出順序づけは、チャネル係数の変化により変わりうる。

【0050】当業者には認識されるように、上記の手続きは、適当なソフトウェアプログラムの制御下で動作するデジタルコンピュータ、ソフトウェア、ハードウェア、またはファームウェアとして実装された適当なプログラムの制御下で動作するデジタル信号プロセッサ、およびその他の専用デジタル電子回路を含む。さまざまな種類の計算デバイスを用いて容易に実現される。

【0051】注意すべき点であるが、上記の実施例の計算ステップは単なる例示であり、本発明の技術的範囲を限定することを意図するものではない。計算ステップの順序および組合せの変形や、上記の一般的なステップと実質的に同じ結果につながる別の計算アプローチもまた、本発明の技術的範囲内に入る。

【0052】

【発明の効果】以上述べたごとく、本発明によれば、送受信に多重アンテナアレイを用いるワイヤレス通信システムでの信号検出において、零化ベクトルおよび最適順序を決定する新しい手続きを提供する。本発明の新しい手続きの計算量は、送信アンテナの数 M の3乗でしかスケールしない。さらに、この新しい手続きでは、行列2乗演算および逆演算は完全に回避される。

【図面の簡単な説明】

【図1】多重送信アンテナ素子および多重受信アンテナ素子を用いたワイヤレス通信システムの概略図である。

【図2】図1の通信システムにおいて受信信号を検出し復号するための、従来技術の手続きの高水準流れ図である。

【図3】図2の手続きをさらに詳細に示す流れ図である。

【図4】図1の通信システムにおいて受信信号を検出するための、本発明の一実施例による手続きの高水準流れ図である。

【図5】図4の手続きで呼び出されるさまざまな行列間の関係を示す、注釈付きの行列の式を示す図である。

【図6】行列平方根アルゴリズムの伝搬を示す流れ図である。この手続きは、図4のブロック110に対応する。

【図7】本発明の一実施例により零化ベクトルを得るための手続きを示す流れ図である。この図は、図4のブロック115～125をさらに詳細に示すが、信号を検出するための零化ベクトルの適用を明示的に示してはいない。

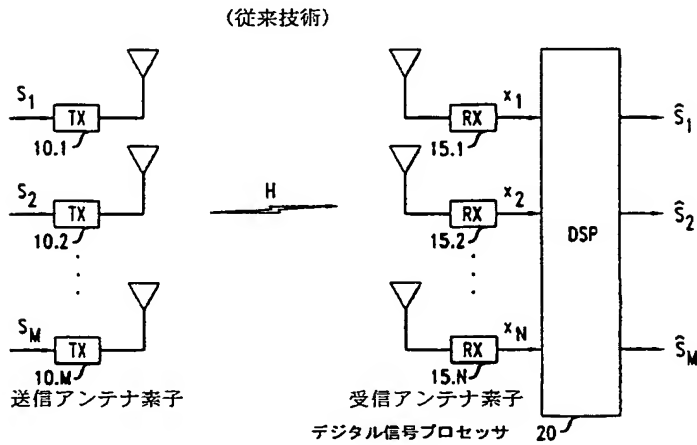
【図8】例えば図7の手続きに従って得られた零化ベクトルを適用することによる信号の検出を示す流れ図であ

る。説明を簡単にするため、図 8 の検出プロセスは、図 7 のステップの最後の反復の後の別個のループを占めるものとして示されている。当業者には認識されるように、別法として、各信号検出が、図 7 のステップの対応する反復の一部として実行されることも可能である。

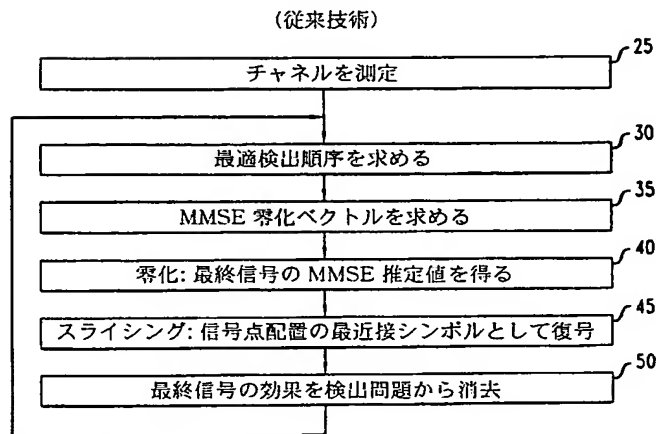
【符号の説明】

- 10 送信アンテナ素子
- 15 受信アンテナ素子
- 20 デジタル信号プロセッサ

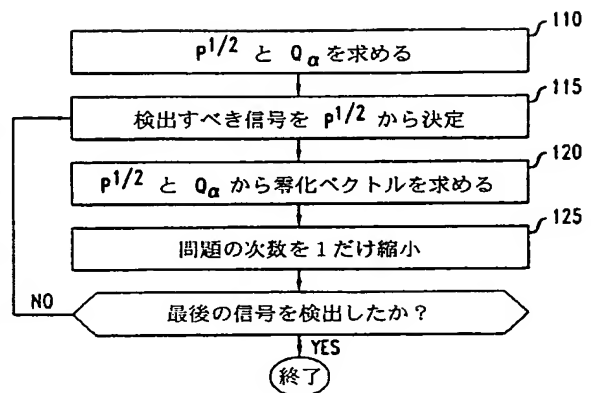
【図 1】



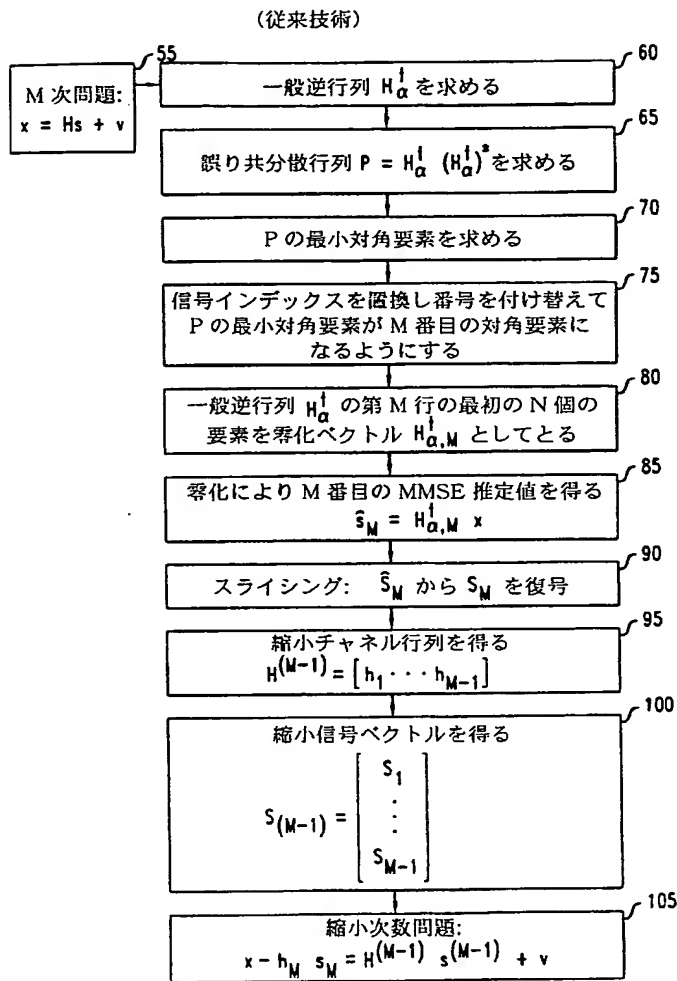
【図 2】



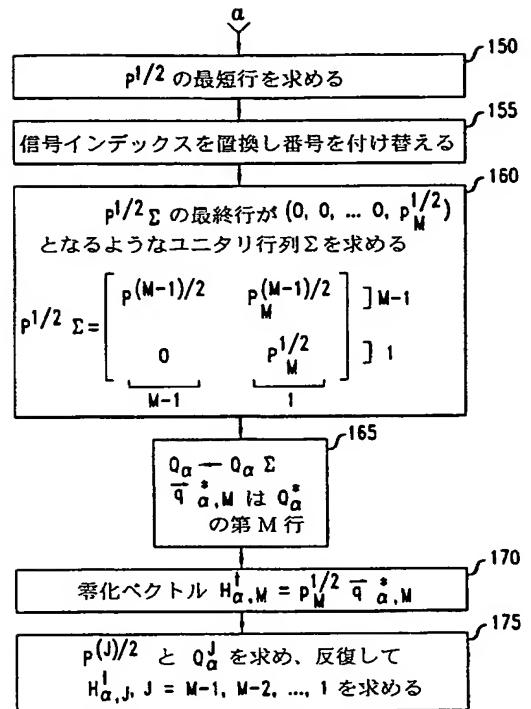
【図 4】



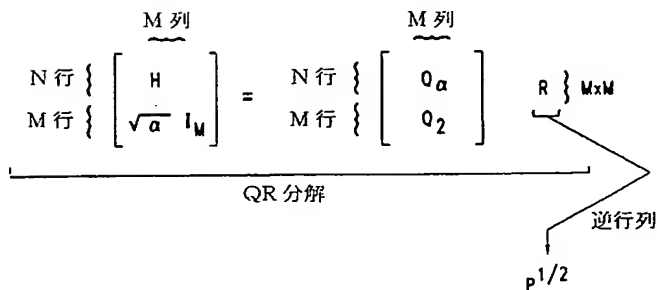
【図 3】



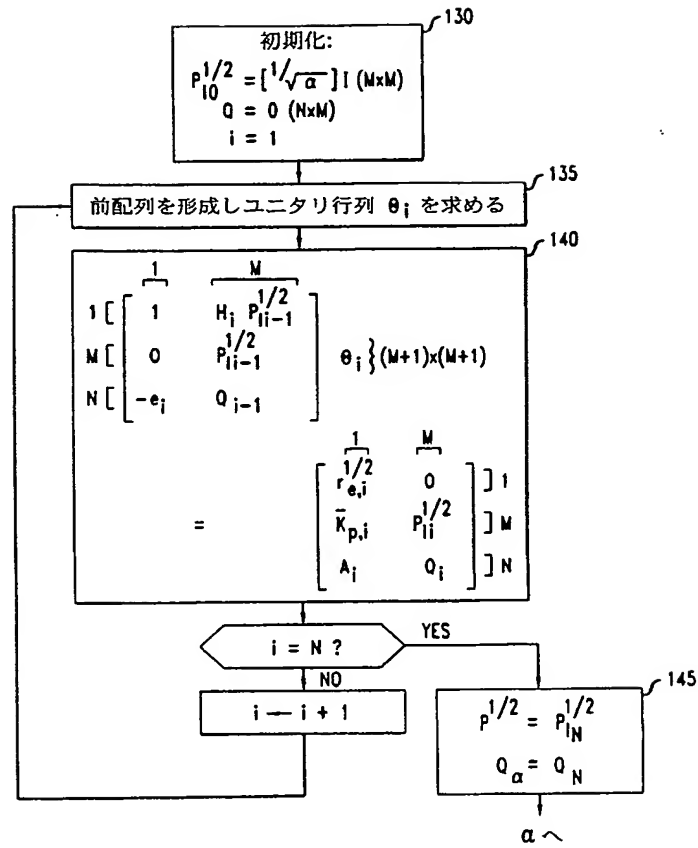
【図 7】



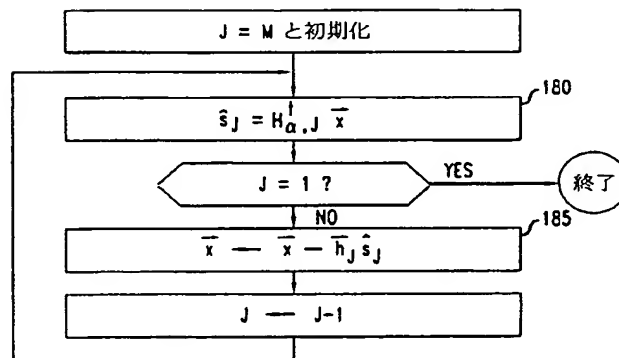
【図 5】



【図6】



【図8】



フロントページの続き

(71)出願人 596077259

600 Mountain Avenue,
Murray Hill, New Je
rsey 07974-0636 U. S. A.

(72)発明者 ババック ハッシビ

アメリカ合衆国、08873 ニュージャージ
ー、サマーセット、JFK ブルバード
1、アパートメント 45L